УДК 621.317.07.089

***В.П. Куценко*[1]*, С.П. Сергиенко*[2]**
[1] Государственный университет информатики и искусственного интеллекта,
г. Донецк, Украина
[2] Донецкий национальный университет, г. Донецк, Украина
donetsk50@mail.ru

Теоретический анализ эффективности перемножителя случайного и гармонического сигналов

В статье предложен теоретический анализ эффективности перемножителя случайного и гармонического сигналов, позволяющий оценивать и оптимизировать работу смесителей супергетеродинных высокочувствительных радиометров, которые преобразовывают шумы низкоинтенсивных сигналов крайне высокой частоты, на основе их воздействия на полупроводниковые диоды, включенные в конце длинной линии.

Введение

В последние десятилетия для решения различных радиометрических задач широко используются высокочувствительные измерительные приемники КВЧ-диапазона. Сферой их применения являются системы пассивной локации, исследования состава и свойств материалов, подповерхностные измерения температуры и т.д. Из-за отсутствия необходимой элементной базы КВЧ-диапазона часто приходится применять схемы супергетеродинного типа, что ограничивает полосу принимаемых частот широкополосных излучений объектов исследования и снижает чувствительность аппаратуры. Точность измерения при этом получается также недостаточно высокая из-за погрешностей, возникающих в результате временной и температурной нестабильности параметров элементов преобразования входных каскадов, а также нелинейности их характеристик [1-3].

В этой связи требуется разработка специальных радиометрических измерительных приемников (РИП) КВЧ-диапазона, способных измерять низкоинтенсивные случайные сигналы, уровень которых меньше «паразитных» шумов входных элементов приемной аппаратуры [1]. Одной из главных задач, стоящих перед разработчиками РИП КВЧ-диапазона, является обеспечение необходимой помехозащищенности, а следовательно, и высокой точности измерения параметров сигналов, что требует оптимизации характеристик входных КВЧ элементов схемы, как основных источников погрешностей измерений. Это касается и смесителей с монохроматическим гетеродином, имеющих нелинейную характеристику преобразования и перемножающих широкополосные шумовые (случайные) сигналы КВЧ-диапазона и гармонические сигналы [4], [5].

При расчетах обычно рассматривают смеситель как нелинейный элемент с квадратичной вольт-амперной характеристикой, которая обеспечивается ограничением амплитуды гетеродина. При этом допускается, что нелинейностью более высокого порядка можно пренебречь. Это неоправданно снижает нелинейные искажения, вноси-

мые смесителем в измеряемый низкоинтенсивный широкополосный шумовой сигнал КВЧ-сигнал. В то же время особенностью радиометрических измерений указанных сигналов является то, что фазовая характеристика не является информационной, а полезную информацию несет энергия измеряемого сигнала и поэтому оптимизация смесителя будет отличаться от оптимизации обычного перемножителя.

Целью данной работы является проведение теоретического анализа эффективности перемножителя (смесителя) случайного и гармонического сигналов для оптимизации процессов преобразования высокочастотных сигналов во входных цепях, который может быть представлен из двух нелинейных неинерционных элементов, включенных навстречу друг другу и имеющих выходные характеристики, отличные от квадратичных.

Основная часть

Для выполнения поставленной задачи за основу возьмем входной каскад функциональной схемы супергетеродинного корреляционного радиометра, изображенной на рис. 1 [6]. В схеме обозначено: X1 – приемная антенна, A1 – двойной волноводный тройник, R1 – эквивалент приемной антенны, U1 и U2 – КВЧ-смесители, имеющие одинаковые параметры, A2 и A4 – вентили, имеющие одинаковые параметры и, G1 – гетеродин монохроматического сигнала, O – объект исследования (источник случайных сигналов).

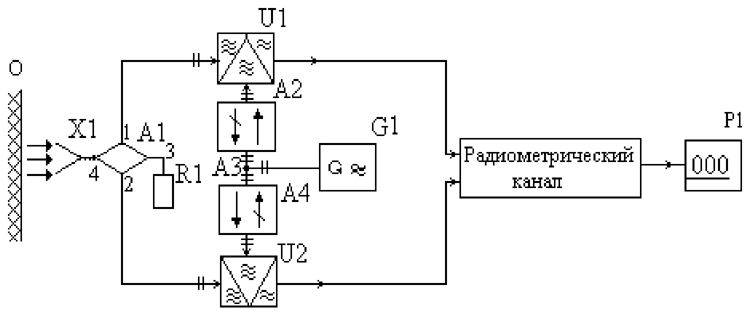


Рисунок 1 – Функциональная схема входного каскада супергетеродинного корреляционного радиометра

Поскольку перемножители (смесители U1 и U2) имеют одинаковые параметры, то теоретический анализ эффективности проведем на примере работы одного перемножителя двух сигналов, который представляет собой два нелинейных неинерционных элемента, включенных навстречу друг другу и имеющих существенно отличные от квадратичных выходные характеристики (рис. 2). В нашем случае, вследствие отсутствия необходимости учитывать фазовые соотношения между гармоническими составляющими входного сигнала, мы не накладываем ограничения на амплитуду входного сигнала [7], [8].

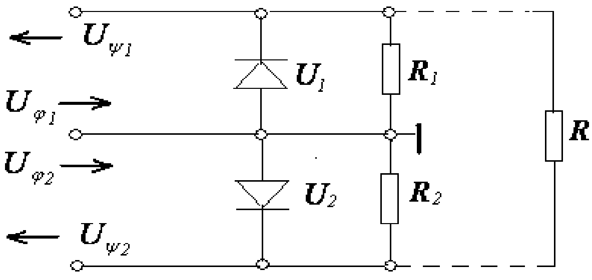


Рисунок 2 – Эквивалентная схема длинной линии с нелинейными неинерционными элементами

В качестве нелинейного элемента используем диод Шотки, вольт-амперная характеристика которого описывается выражением:

$$I(U) := j_{.0}\left(e^{\frac{qU}{kT}} - 1\right). \tag{1}$$

В схеме обозначено: U_φ – падающие волны, имеющие нормальный закон распределения, U_ψ – отраженные волны от нелинейного неинерционного элемента, подключенного в конце линии, R_1 и R_2 – сопротивления нагрузки, подключенные непосредственно к соответствующим нелинейным неинерционным элементам, U_1 и U_2 – падение напряжений на нелинейных элементах, R – сопротивление нагрузки, подключенное в конце длинной линии, соединенной с нелинейными неинерционными элементами U_1 и U_2.

Нелинейные неинерционные элементы включены в конец длинной линии, поэтому мы будем учитывать отражение входного сигнала от нелинейного элемента. Выходной сигнал перемножителя равен разности сигналов двух нелинейных элементов, на которые подаются сумма и разность сигналов гетеродина и измеряемого случайного сигналов. Напряжение и ток на выходе перемножителя находятся решением системы уравнений:

$$
\begin{gathered}
Zj_{.0}\left(e^{\frac{qU_{.1}}{kT}} - 1\right) + U_{.1} := 2U_{.0}\cdot\sin\left(\omega_{.0}\cdot t\right) + U_{.\varphi}\,, \\
Zj_{.0}\left(e^{\frac{qU_{.2}}{kT}} - 1\right) + U_{.2} := 2U_{.0}\cdot\sin\left(\omega_{.0}\cdot t\right) - U_{.\varphi}\,, \\
I(U) := j_{.0}\left(e^{\frac{qU_{.1}}{kT}} - 1\right) - j_{.0}\left(e^{\frac{qU_{.2}}{kT}} - 1\right), \\
U := U_{.1} - U_{.2},
\end{gathered} \tag{2}
$$

где: U_o – амплитуда гетеродина, j_o – обратный ток смесительного диода, z – волновое сопротивление линии, на конце которой включен смесительный диод.

Мощность на выходе перемножителя находится как произведение тока и напряжения. После перемножителя случайный сигнал перестает быть стационарным, он становится модулированным с периодичностью кратной периоду гетеродина. При этом средняя мощность на выходе перемножителя определяется путем усреднения по периоду гетеродина и усреднением по ансамблю случайного процесса.

$$P\left(j_{.0}, U_{.0}\right) := \frac{1}{T}\cdot\int_{\frac{-T}{2}}^{\frac{T}{2}}\int_{-\infty}^{\infty} U\cdot I\left(U_{.\varphi}\right)\cdot\frac{e^{\frac{-U_{.\varphi}^{2}}{2\cdot\sigma^{2}}}}{\sqrt{2\cdot\pi}\cdot\sigma}\,dU_{.\varphi}\,dt, \tag{3}$$

где: σ – дисперсия входного случайного сигнала, T – период гетеродина.

Зависимость мощности полезного сигнала (Вт) от амплитуды гетеродина (В) и обратного тока диода (А) представлена на рис. 3 – 6:

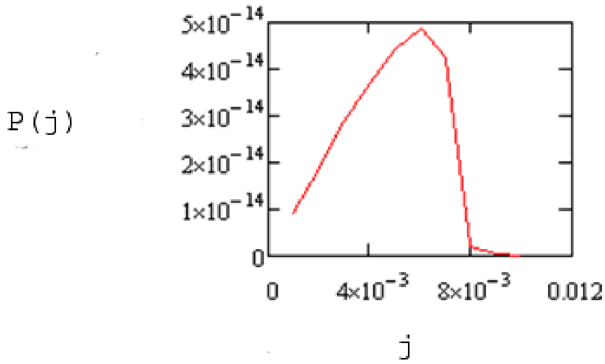


Рисунок 3 – Зависимость мощности полезного сигнала от амплитуды гетеродина и обратного тока диода (волновое сопротивление линии 300 ом, амплитуда гетеродина 1,2 В)

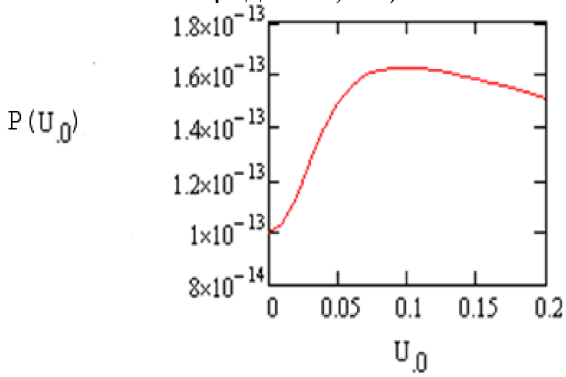


Рисунок 4 – Зависимость мощности полезного сигнала от амплитуды гетеродина при обратном токе диода 0,000062А

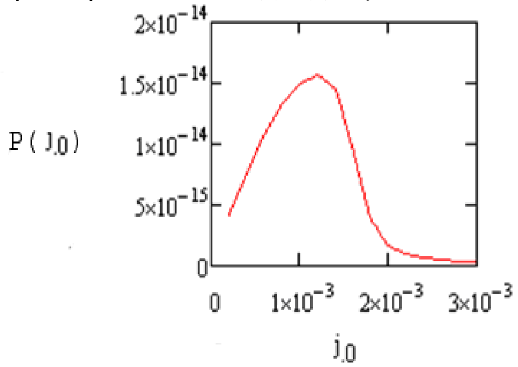


Рисунок 5 – Зависимость мощности полезного сигнала от обратного тока диода при амплитуде гетеродина 0,3 В

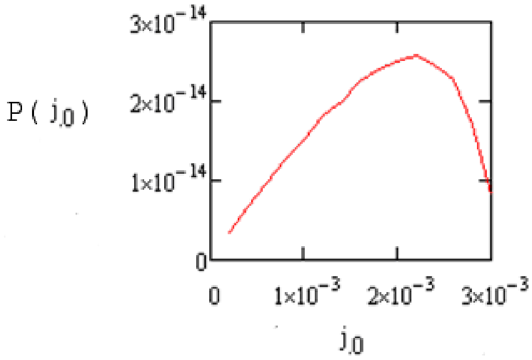


Рисунок 6 – Зависимость мощности полезного сигнала от обратного тока диода при амплитуде гетеродина 0,5 В

Спектр мощности шума на выходе перемножителя, согласно теореме Винера – Хинчина, находится как Фурье-преобразование от корреляционной функции выходного сигнала. Так как перемножитель является нелинейным устройством, корреляционная функция выходного сигнала не может быть найдена как автокорреляционная функция выходного тока или напряжения. Это связано с тем, что выходное сопротивление перемножителя нелинейно. Спектр мощности выходного сигнала определяет взаимно корреляционная функция между током и напряжением:

$$B(U_{.\varphi}, U_{.\varphi\tau}, \tau) := \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} U(U_{.\varphi})\cdot I(U_{.\varphi\tau})\, P(U_{.\varphi}, U_{.\varphi\tau}, \tau)\, dU_{.\varphi}\, dU_{.\varphi\tau}\,. \qquad (5)$$

В случае стационарного входного случайного полосового сигнала с равномерным спектром мощности, график которого представлен на рис. 7, корреляционная функция имеет вид:

$$r(\tau) := \frac{2}{\pi}\cdot\frac{\sin(\Delta\omega\cdot\tau)}{\Delta\omega\cdot\tau}\cdot\cos(\omega\cdot\tau). \qquad (6)$$

Корреляционную функцию выходного сигнала можно найти, если известно выражение, описывающее двумерную плотность вероятности входного случайного сигнала. В случае нормального распределения случайного сигнала двумерная плотность вероятности имеет вид:

$$P(U_{.\phi}, U_{.\phi\tau}, \tau) := \frac{e^{\frac{-U_{.\varphi}^2 - U_{.\varphi\tau}^2 + 2\cdot U_{.\varphi}\cdot U_{.\varphi\tau}\cdot r(\tau)}{\sigma^2\cdot(1 - r(\tau)^2)}}}{2\cdot\pi\cdot\sigma\cdot(1 - r(\tau))}. \qquad (7)$$

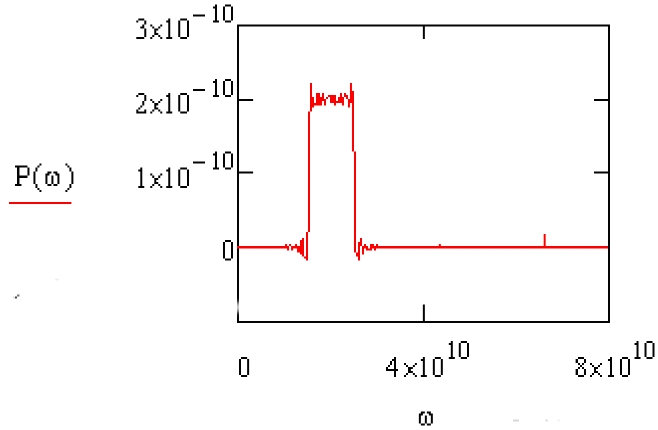


Рисунок 7 – График стационарного входного случайного полосового сигнала с равномерным спектром мощности

В этом случае разложение двумерной функции распределения по полиномам Эрмита имеет вид:

$$\frac{e^{\frac{-U_{.\varphi}^2 - U_{.\varphi\tau}^2 + 2\cdot U_{.\varphi}\cdot U_{.\varphi\tau}\cdot r(\tau)}{(1 - r(\tau)^2)}}}{2\cdot\pi\cdot\sqrt{1 - r(\tau)^2}} := \frac{1}{2\cdot\pi}\cdot e^{\frac{-U_{.\varphi}^2 - U_{.\phi\tau}^2}{2}}\cdot\sum_{n=0}^{\infty}\left(\frac{r(\tau)^n}{n!}\cdot H_{.n}(U_{.\varphi})\cdot H_{.\varphi}(U_{.\varphi\tau})\right). \qquad (8)$$

Подставляя выражение (7), (8) в (5) и меняя порядок суммирования и интегрирования, с учетом разделения переменных интегрирования получим:

$$B(\tau) := \sum_{n=0}^{\infty}\left[\frac{r(\tau)^n}{n!}\cdot\left(\frac{1}{\sqrt{2\cdot\pi}}\cdot\int_{-\infty}^{\infty} U(\sigma\cdot U_{.\varphi})\cdot H_{.n}(U_{.\varphi})\, dU_{.\varphi}\right)\cdot\left(\frac{1}{\sqrt{2\cdot\pi}}\cdot\int_{-\infty}^{\infty} I(\sigma\cdot U_{.\varphi\tau})\cdot H_{.n}(U_{.\varphi\tau})\, dU_{.\varphi\tau}\right)\right]. \qquad (9)$$

Введем обозначения:

$$C_{.u} := \frac{r(\tau)^n}{n!} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} U(\sigma \cdot U_{.\varphi}) \cdot H_{.n}(U_{.\varphi})\, dU_{.\varphi} \right)$$

$$C_{.i} := \frac{r(\tau)^n}{n!} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} I(\sigma \cdot U_{.\varphi\tau}) \cdot H_{.n}(U_{.\varphi\tau})\, dU_{.\varphi\tau} \right). \quad (10)$$

Так как процесс на выходе перемножителя не стационарный, то необходимо провести усреднение корреляционной функции по периоду сигнала гетеродина. Сами коэффициенты в силу стационарности входного случайного сигнала не зависят от времени. Ввиду того, что от времени будут зависеть только коэффициенты разложения, а не корреляционная функция входного сигнала, усреднять нужно только произведение этих коэффициентов. Коэффициенты разложения, вследствие стационарности входного случайного сигнала, зависят от времени с периодичностью гармонического сигнала гетеродина.

$$C_{.n} := \frac{2 \cdot \pi}{\omega_{.0}} \cdot \int_{\frac{-\pi}{\omega_{.0}}}^{\frac{\pi}{\omega_{.0}}} C_{.u} \cdot C_{.i}\, dt. \quad (11)$$

Случайную составляющую выходного сигнала перемножителя находим как преобразование Фурье от выходной корреляционной функции после замены порядка суммирования и интегрирования спектр шума на выходе перемножителя имеет вид:

$$P(\omega) := \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{C_{.n}}{n!} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} r(\tau)^n \cdot \cos(\omega \cdot \tau)\, d\tau \right). \quad (12)$$

График спектра выходного сигнала представлен на рис. 8.

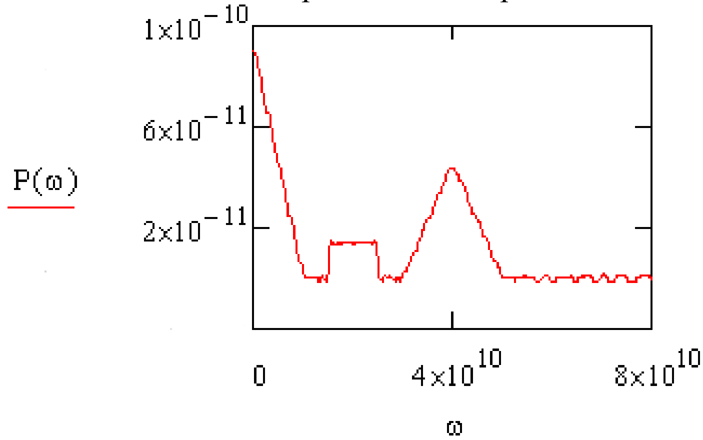


Рисунок 8 – График спектра выходного сигнала

Проведенный анализ работы перемножителя случайного и гармонического сигналов для заданного волнового сопротивления элементов перемножителя позволяет рассчитать оптимальные параметры смесительных диодов и оценить оптимальную амплитуду гетеродина. На основании теоретического анализа нелинейного преобразования случайного сигнала в перемножителе с гармоническим сигналом получен спектр сигнала на выходе перемножителя, что позволяет выбрать область спектра, в которую необходимо переносить измеряемый сигнал. Оптимизация вышеуказанных парамет-

ров проведена на примере двойного волноводного тройника с волновым сопротивлением 400 Ом. Данный анализ показал, что наиболее оптимальный режим преобразования соответствует двойному гетеродинированию с переносом измеряемого сигнала в область частот, находящихся между полосой частот измеряемого сигнала и низкочастотным участком случайного сигнала, получаемого после нелинейного преобразования. Это обеспечивает уменьшение шумов преобразования в рабочей области до 10 дб.

Выводы

Предложенный теоретический анализ эффективности работы перемножителя случайного и гармонического сигналов для заданного волнового сопротивления его элементов позволяет:

– оптимизировать параметры работы элементов гетеродинного преобразования;
– рассчитать оптимальную амплитуду сигнала гетеродина;
– рассчитать идеализированный диод с оптимальными параметрами.

Применение предложенного теоретического анализа будет целесообразно при разработке входных элементов высокочувствительных средств измерения; при реализации упрощенных алгоритмов обработки измерительной информации, а также в качестве первых приближений при реализации процедуры настройки гетеродинного тракта.

Литература

1. Микроволновая радиометрия физических и биологических объектов / [Скрипник Ю.А., Яненко А.Ф., Манойлов В.П. и др.]. – Житомир : Волынь, 2003. – 408 с.
2. Есепкина Н.А. Радиотелескопы и радиометры / Есепкина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н. – М. : Наука, 1972. – С. 259-260.
3. Скрипник Ю.О. Модуляційні радіометричні пристрої та системи НВЧ-діапазону / Скрипник Ю.О., Манойлов В.П., Яненко О.П. – Житомир : ЖІТІ, 2001. – С. 41-43.
4. Куценко В.П. Анализ спектра мощности случайных сигналов на выходе смесителя радиометра крайне высокой частоты / В.П. Куценко, С.П. Сергиенко // Штучний інтелект. – 2010. – № 4. – С. 229-235.
5. Сергиенко С.П. Спектр мощности, выделяющейся на нелинейном элементе, включенном в конец длинной линии при падающей волне гауссового случайного процесса / Сергиенко С.П., Богатырев В.А., Ткаченко А.А. // Весник Донецкого университета. Серия А. Природничі науки. – 2008. – № 2. – С. 231-233.
6. Патент № 49190 (Україна), G01R17/00, A61B5/05 Одновходовий супергетеродинний кореляційний радіометр / Куценко В.П. – Опубл. 26.04.2010; Бюл. № 8.
7. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Левин Б.Р. – [3 изд., перераб. и доп.]. – М. : Радио и связь, 1989. – 656 с.
8. Нейман Л.Р. Теоретические основы электротехники : в 2 т. : учебник для вузов / Л.Р. Нейман, К.С. Демирчян. – [3-е изд., перераб. и доп.] – Л. : Энергоиздат. Ленингр. отд-ние, 1981. – Т. 1. – 536 с.

В.П. Куценко, С.П. Сергієнко

Теоретичний аналіз ефективності перемножника випадкового і гармонійного сигналів

У статті запропонований теоретичний аналіз ефективності перемножника випадкового і гармонійного сигналів, що дозволяє оцінювати і оптимізувати роботу змішувачів супергетеродинних високочутливих радіометрів, які перетворюють шуми низькоінтенсивних сигналів украй високої частоти, на основі їхнього впливу на напівпровідникові діоди, включені наприкінці довгої лінії.

V.P. Kutsenko, S.P. Sergienko

Theoretical Analysis and Effectiveness of Multiplier for Random and Harmonic Signals

The paper presents theoretical analysis of the effectiveness multiplier of random and harmonic signals that can evaluate and optimize mixing superheterodyne highly radiometers, which convert low intensive noise signals of high frequency, based on their effects to semiconductor diodes included in the end of a long line.

Статья поступила в редакцию 27.12.2010.